

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

5

(11)Publication number : 61-147780

(43)Date of publication of application : 05.07.1986

(51)Int.Cl.

H02M 7/537

(21)Application number : 59-266313

(71)Applicant : HITACHI SEIKO LTD

(22)Date of filing : 19.12.1984

(72)Inventor : KASHIMA TAKAYUKI

SHINADA TSUNEO

TAJIMA SHINJI

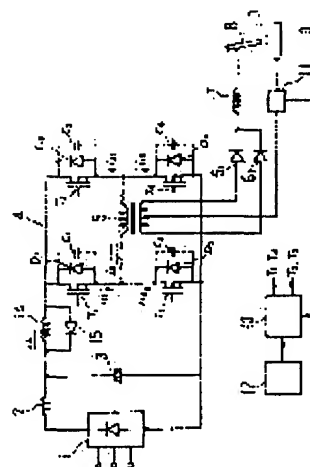
FUKUI HIROSHI

(54) INVERTER CONTROL POWER SOURCE

(57)Abstract:

PURPOSE: To suppress the current variation when a diode between the drain and the source is reversely recovered by inserting a current limiting reactor to the DC input side of an inverter.

CONSTITUTION: An arc welding inverter control power source using power MOSFETs (FET) T1□T4 has a rectifier 1, a rush current preventing and smoothing reactor 2, a smoothing condenser 3, and a bridge type inverter 4, and supplies the high frequency AC output of an output transistor 5 through a rectifier 6 and a smoothing reactor 7 to a welding electrode 8. The output of a current detector 11 is compared with the set signal of an output current setter 12, and an FET is alternately controlled ON or OFF by a pulse width controller 13 so that the output current becomes constant. In this case, a current limiting reactor 14 and a flywheel diode 15 are provided at the DC input side of the inverter 4. Thus, since the abrupt reverse recovery between the drain and the source is suppressed, a stable operation can be performed without damaging the FET.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

⑨ 日本国特許庁(JP)

⑩ 特許出願公開

⑪ 公開特許公報(A)

昭61-147780

⑫ Int. Cl.⁴

識別記号

庁内整理番号

⑬ 公開 昭和61年(1986)7月5日

H 02 M 7/537

6957-5H

審査請求 未請求 発明の数 1 (全5頁)

⑭ 発明の名称 インバータ制御電源

⑮ 特 願 昭59-266313

⑯ 出 願 昭59(1984)12月19日

⑰ 発 明 者	鹿 島	孝 之	海老名市上今泉2100番地	日立精工株式会社内
⑰ 発 明 者	品 田	常 夫	海老名市上今泉2100番地	日立精工株式会社内
⑰ 発 明 者	田 島	新 治	海老名市上今泉2100番地	日立精工株式会社内
⑰ 発 明 者	福 井	宏	日立市久慈町4026番地	洋式会社日立製作所日立研究所内
⑰ 出 願 人	日立精工株式会社		東京都千代田区大手町2丁目6番2号	
⑰ 代 理 人	弁理士 中村 純之助			

明 永田 孝之

1. 発明の名称 インバータ制御電源

2. 特許請求の範囲

インバータのスイッチ素子としてパワーMOSFETを用いたインバータ制御電源において、インバータの直流入力側に限流リアクタを挿入するとともに、該限流リアクタと並列にフライホイールダイオードを接続し、該限流リアクタにより前記パワーMOSFETに内蔵されたドレイン・ソース間ダイオードの逆回復時の電流変化率(di/dt)を該素子の di/dt 耐量以下に抑制したことを特徴とするインバータ制御電源。

3. 発明の詳細な説明

〔発明の利用分野〕

本発明は、インバータのスイッチ素子としてパワーMOSFETを用いたインバータ制御電源の改良に関する。

〔発明の概要〕

アーク溶接用電源にインバータ制御を採用する

ことにより、電源の小形軽量化と高速制御による高性能化がはかれるという利点がある。この場合、インバータのスイッチング周波数が高いほど、出力トランスや電流平滑用直流リアクタを小形化でき、かつ適応性の良い出力制御ができる。そこで、スイッチング周波数を上げるため、インバータのスイッチ素子として、高速駆動の可能なパワーMOSFETを用いる場合がある。

第2図に従来技術によるパワーMOSFETを用いたアーク溶接用インバータ制御電源を示す。

図中、1は商用電源からの三相交流入力を変換する整流回路、2は突入電流防止と平滑用のリアクタ、3は平滑用コンデンサ、4は整流回路1の直流出力を高周波交流に変換するブリッジ形インバータ、T、 \sim Tは該インバータのスイッチ素子であるパワーMOSFET、D \sim DはパワーMOSFET T、 \sim Tに内蔵されたドレイン・ソース間ダイオード、5は出力トランス、6₁、6₂は出力トランス5の高周波交流出力を再度直流に変換する整流器、7は平滑用リアクタ、8は

溶接用電極、9は母材で、この電極、母材間に溶接アーク10を点する。11は電流検出部、12は出力電流設定部であり、電流検出部11の電流検出信号と出力電流設定部12の電流設定信号とを比較し、出力電流が一定となるように、パルス制御部13から発生する信号でパワーMOSFET T_1 、 T_2 と T_3 、 T_4 を交互にオン・オフさせる。

第3図はドレイン・ソース間ダイオードを内蔵したnチャネルパワーMOSFETの構造例を示す。Dはドレイン、Sはソース、Gはゲートであり、このようなセグメントを多数集積化したチップが第2図中のパワーMOSFET T_1 ～ T_4 、ダイオード D_1 ～ D_4 として用いられる。

第4図(a)、(b)、(c)はインバータ4の第1アームに流れる電流 i_{11} 、 i_{12} と第2アームに流れる電流 i_{21} 、 i_{22} および出力トランス5に流れる電流 i の波形を示す。各アームに流れる電流は、正側がパワーMOSFET T_1 ～ T_4 に流れる電流、負側がダイオード D_1 ～ D_4 の順方向電流である。すなわち、 t_1 の期間には第1ア

ームの T_1 、 T_2 がオンとなり、第4図(a)の波形 A_1 で示す正の向きの電流 i_{11} 、 i_{12} が流れる。

次に t_2 の期間には、 T_1 、 T_2 がオフとなり、出力トランス5に蓄えられた電磁エネルギーにより、第2アームのダイオード D_3 、 D_4 を介して第4図(b)の波形 B_1 で示す負の向きの電流 i_{21} 、 i_{22} が流れ、電源側コンデンサ3に再生される。次に t_3 の期間には、第2アームの T_3 、 T_4 がオンとなり、第4図(b)の波形 A_2 で示す正の向きの電流 i_{21} 、 i_{22} が流れ、トランス電流 i の向きが反転する。さらに t_4 の期間には、 T_3 、 T_4 がオフとなり、出力トランス5に蓄えられた電磁エネルギーにより、第1アームのダイオード D_1 、 D_2 を介して第4図(a)の波形 B_2 で示す負の向きの電流が流れ、電源側コンデンサ3に再生される。以下これを繰り返す。 t_1 、 t_2 はインバータの電流休止期間である。

上記のようなインバータの通常動作時には問題はないが、溶接機の使用環境は悪く、他の機器からのノイズや電源ラインからのノイズによりパワ

ーMOSFET T_1 ～ T_4 が誤動作することがある。

例えば、第2アームのダイオード D_3 、 D_4 がオン状態にある t_2 の期間にノイズにより第1アームのパワーMOSFET T_1 、 T_2 がオンになったとすると、その瞬間にダイオード D_1 には電源側コンデンサ3の全電圧が逆バイアスとして加わるため、急激に逆回復電流が流れる。

このようにパワーMOSFETに内蔵されたドレイン・ソース間ダイオードが逆回復するとき、その電流変化率(di/dt)が大きすぎると、内蔵ダイオードの発熱によりパワーMOSFETが破壊されることが知られている。

このため、従来は溶接用インバータ制御電源にパワーMOSFETを使用することが信頼性の面から困難であった。

〔発明の目的〕

本発明の目的は、インバータを構成するパワーMOSFETが内蔵ダイオードの急激な逆回復により破壊されることがなく、信頼度の高い動作ができるように改良されたインバータ制御電源を提供

することにある。

〔発明の概要〕

本発明は、第1図に実施例に対応させて示したように、インバータ4のスイッチ素子としてパワーMOSFET T_1 ～ T_4 を用いたインバータ制御電源において、インバータ4の直流入力側に限流リアクタ14を挿入することにより、前記パワーMOSFET T_1 ～ T_4 に内蔵されたドレイン・ソース間ダイオード D_1 ～ D_4 の逆回復時の電流変化率(di/dt)を該素子の di/dt 耐量以下に抑制し、また前記限流リアクタ14にはフライホイールダイオード15を並列に接続して、インバータ4の電流遮断時に前記限流リアクタ14に発生するスパイク電圧により前記パワーMOSFET T_1 ～ T_4 が破壊されることがないようにしたものである。

前記限流リアクタ14のインダクタンス L_s は次式を満足すればよい。

$$L_s \geq V_{RP} / (di/dt)_{\max}$$

V_{RP} : 逆バイアス電圧(直流入力電圧の最大値)

$(di/dt)_{max}$: 内蔵ダイオードの di/dt 耐量

〔発明の実施例〕

以下、本発明の一実施例を第1図により説明する。

第1図中、限流ダイオード14およびフライホイールダイオード15以外の回路構成は第2図と変わりが無いので、対応する部分には同一符号を付して示すのみで説明を省略する。

通常動作時のインバータ4の各部電流波形は第4図(a)、(b)、(c)に示す通りであり、このときインバータ4と電源側コンデンサ3との間に挿入された限流リアクタ14には第4図(d)に示す波形の連続電流 i_L が流れる。このうち、パワーMOSFET T_1 のオフ期間に流れる電流 i_L は、限流リアクタ14に並列接続されたフライホイールダイオード15を通るフライホイール電流であり、 i_L のピーク値 i_{Lp} はトランス電流 I_s のピーク値に等しい。

このように動作しているとき、前述のように第

た。

第1図中のパワーMOSFET内蔵ダイオード $D_1 \sim D_4$ の逆回復時には、フライホイールダイオード15も逆回復されるので、このフライホイールダイオード15の逆回復電流で内蔵ダイオード $D_1 \sim D_4$ が破壊されないように、フライホイールダイオード15の蓄積電荷を Q_{Ds} 、内蔵ダイオード $D_1 \sim D_4$ の蓄積電荷を Q_{Mos} とするとき、フライホイールダイオード15には $Q_{Ds} \leq Q_{Mos}$ の条件を満たす高速ダイオードを使用する。

第1図に点線で示すコンデンサ $C_1 \sim C_4$ は $T_1 \sim T_4$ オフ時のスパイク吸収用のコンデンサで、このコンデンサ $C_1 \sim C_4$ を付加した場合は、その分の蓄積電荷 Q_c が Q_{Mos} と並列に入るので、 $Q_{Ds} \leq Q_{Mos} + Q_c$ と Q_{Ds} のより大きいダイオードでもフライホイールダイオードとして使用できる。

なお、図示例は出力電流をフィードバックする定電流制御方式を採用した場合であるが、これに限らず定電圧制御電源であってもよい。

〔発明の効果〕

4図の期間 t_1 でノイズによりパワーMOSFET T_1 がオンになると、限流リアクタ14のピーク電流値 i_{Lp} まではパワーMOSFET T_1 の内蔵ダイオード D_1 に逆回復電流が急激に流れるが、それ以上の電流の立ち上がりは限流リアクタ14のインダクタンス L_s により抑制され、その電流変化率は $di/dt = V_{ap}/L_s$ となる。

実験例として、定格450V、50AのパワーMOSFETのチップを2個並列接続したスイッチ素子を用いてブリッジインバータを構成し、このインバータに限流リアクタを介して定格270Vの直流入力を加え、スイッチング周波数20kHz、出力トランス二次電流50Aで動作させた場合、限流リアクタのインダクタンス L_s を25μH程度とすれば、電源の電圧変動により逆バイアス電圧 V_{ap} が最大350Vとなっても、パワーMOSFET内蔵ダイオードの逆回復時の電流変化率 (di/dt) は $14A/\mu s$ と該素子の di/dt 耐量 (約50A/ μs) より十分低い値に抑制され、パワーMOSFETの破壊を防止できることが確認され

本発明によれば、インバータの直流入力側に挿入した限流リアクタによりインバータを構成するパワーMOSFETに内蔵されたドレイン・ソース間ダイオードの急激な逆回復が抑制されるため、万一パワーMOSFETが誤動作しても内蔵ダイオードの急激な逆回復によりパワーMOSFETが破壊されることがなく、また前記限流リアクタにはフライホイールダイオードを並列接続してあるので、前記限流リアクタの発生するスパイク電圧によりパワーMOSFETが破壊されることもなく、比較的簡単な構成によりパワーMOSFETを用いたインバータ制御電源を安定に動作させることができる。

さらに、前記限流リアクタにより負荷短絡時の過電流を抑制できるという二次的効果もある。

4. 図面の簡単な説明

第1図は本発明の一実施例を示す回路図、第2図は従来例の回路図、第3図はダイオードを内蔵したパワーMOSFETの構造例を示す図、第4図(a)～(d)はインバータおよび限流リアク

タの動作波形を示す図である。

4…インバータ

$T_1 \sim T_4$ …パワーMOSFET

$D_1 \sim D_4$ …ドレイン・ソース間ダイオード

14…限流リアクタ

15…フライホイールダイオード

代理人井理士 中村 純之助

図1

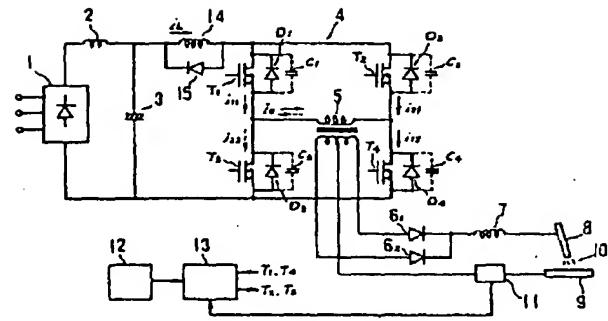


図2

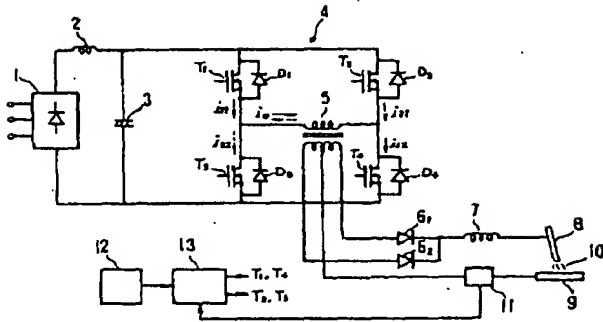


図3

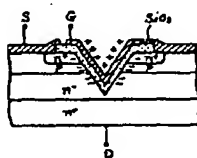
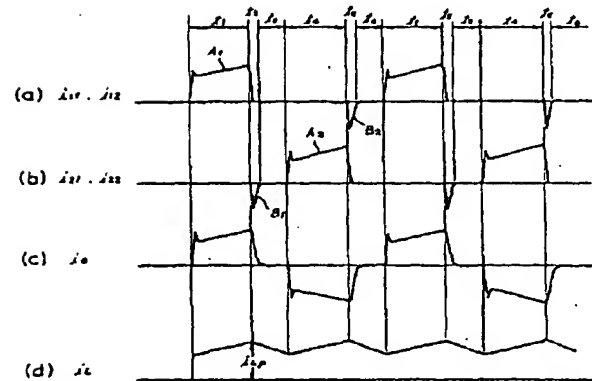


図4



手 続 補 正 書 (方式)

昭和60年 4月 5日

特許庁長官 志 賀 孝 殿

1. 事件の表示 昭和59年特許願第266313号
2. 発明の名称 インバータ制御電圧
3. 補正をする者
事件との関係 特許出願人
名 称 日立精工株式会社

4. 代理人

住 所 (〒100) 東京都千代田区丸の内一丁目6番1号
新丸ノ内ビルディング3層44区 (電話214-0502)
氏 名 (6435) 井 原 士 中 村 純 之 助

5. 補正命令の日付 昭和60年 3月26日
6. 補正の対象 明細書の図面の簡単な説明の欄
7. 補正の内容 添付別紙のとおり

特開昭61-147780(5)

補正の内容

1. 明細書第10頁末行～第11頁1行目の「
(a)～(d)は……図である。」を次のように
訂正する。

「は動作波形図で、図(a)はインバータの第
1アームの電流波形、(b)は同じく第2アーム
の電流波形、(c)は同じく出力トランスの電流
波形、(d)は限流リアクタの電流波形を示す」